

中断约束下的星空认知网络分布式 鲁棒波束成形算法

林敏, 徐启钊, 王子宁, 郭焱, 程铭

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210003)

摘要: 针对卫星通信网和无人机通信网共享频谱资源构成的星空认知网络, 提出了一种基于用户非完美信道状态信息的分布式鲁棒波束成形算法, 以提升网络的频谱效率和传输可靠性. 在所有信道误差均服从复高斯分布的条件下, 建立以总的发射功率最小化为目标函数, 以用户信干噪比中断概率约束满足要求为约束的联合优化问题. 通过引入松弛变量, 将非凸的联合优化问题转换成两个独立的分布式优化问题, 并进一步提出利用舒尔补和拉格朗日对偶的迭代算法得到卫星和无人机网络的波束成形权矢量. 计算机仿真验证了所提算法的有效性和优越性.

关键词: 星空认知网络; 分布式优化; 鲁棒波束成形; 拉格朗日对偶

基金项目: 重点国际合作项目(No.61720106003); 南京邮电大学引进人才科研启动项目(No.NY220111); 江苏省研究生创新计划(No.KYCX22_0959)

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)06-1666-11

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20220973

Robust Distributed Beamforming for Cognitive Satellite and Aerial Networks Under Outage Constraints

LIN Min, XU Qi-zhao, WANG Zi-ning, GUO Yan, CHENG Ming

(College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China)

Abstract: Based on the available imperfect channel state information (CSI), this paper proposes a robust distributed beamforming (BF) approach to improve the spectral efficiency and transmission reliability for a cognitive satellite and aerial network (CSAN), where a satellite network shares the radio spectrum with an aerial network. Under the assumption that all the channel errors obey complex Gaussian distribution, a joint optimization problem is mathematically set up to minimize the total transmit power subject to the outage constraints of users' signal interference noise ratios (SINRs). By introducing the slack variables, we transform the original mathematically intractable problem into two distributed problems for satellite and UAV networks, respectively. Then we exploit Shur complement and propose an iterative algorithm joint with Lagrangian duality to obtain the optimal beamforming weight vectors. Finally, numerical results are given to illustrate the effectiveness and superiority of the proposed BF scheme.

Key words: cognitive satellite and aerial networks; distributed optimization; robust beamforming; lagrangian duality

Foundation Item(s): Key International Cooperation Project (No.61720106003); Research Start-up Project for Introducing Talents of Nanjing University of Posts and Telecommunications (No.NY220111); Graduate Student Innovation Program of Jiangsu Province (No.KYCX22_0959)

1 引言

在现代信息通信网络中, 卫星通信具有覆盖范围广、通信容量大和不受地理条件限制等优势, 不仅能够

为各种偏远地区用户提供泛在连接服务, 而且成为第6代移动通信和应急通信领域不可或缺的一种手段, 得到了学术界和工业界的广泛关注^[1-5]. 相比卫星通信,

无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)通信具有部署灵活、建设和维护成本低、时延小等特点,在宽带移动通信、热点区域无线覆盖等领域显示出了广阔的应用场景^[6].然而,随着移动互联网、智能穿戴、云计算等在内的各种新型技术的高速发展以及智能无线设备的普及,通信形式越来越多样,通信业务越来越复杂,单一通信网络已很难满足用户的通信需求,需要多种通信网络相互融合,优势互补,从而满足各种通信业务和无线通信基础设施建设的需求^[7].

近几年来,将认知无线电(Cognitive Radio, CR)技术应用于卫星通信系统,实现卫星网络和其他无线网络频谱共享受到了国内外学者的广泛关注^[8].在该系统中,通常采用 Underly 方式实现异构网络间的频谱共享,其主要思路是在保证主用户(Primary User, PU)受到来自次级网络(Secondary Network, SN)的干扰小于阈值的前提下,次级网络共享已经分配给主网络的频谱资源进行通信,从而达到提高频谱资源利用率的目的.除了功率控制等技术之外,波束成形(Beamforming, BF)不仅通过阵列增益提高用户的接收信号质量,同时其定向性能够对各种干扰进行有效抑制,在物理层实现对无线网络的优化设计和各种干扰的管理,因此也成了异构网络中实现频谱共享的重要手段^[9-13].针对卫星和地面网络共享毫米波频谱的场景,文献[9]提出了一种联合优化BF方案,在满足各个用户服务质量条件下,实现整个网络的和速率最大化.文献[10]提出了一种星地融合联合BF方法,在满足地面基站用户服务质量的同时,利用地面网络产生的友好干扰来提升卫星通信系统的安全性能.文献[11]针对星地共存网络的传输问题,提出了一种BF和非正交多址技术相结合的方案,通过对BF权矢量和功率分配进行联合优化设计,提升网络的频谱效率和传输速率.近些年来,利用认知无线电技术实现卫星和无人机网络频谱共享的星空认知网络(Cognitive Satellite-Aerial Network, CSAN)也受到了众多国外学者的关注.例如,文献[12]提出了一种基于速率分割的BF方案,在实现卫星和无人机网络频谱共存的同时,进一步利用速率分割技术提高系统的频谱效率.考虑到多个性能指标相互冲突的问题,文献[13]研究了星空共存网络中的多目标问题,在满足PU和次级用户(Secondary User, SU)通信质量的约束下,对整个网络的和速率和发射功率进行优化设计.

需要指出的是,虽然上述文献对异构认知网络的优化设计和性能分析进行了比较深入的研究,但它们大多研究分析的是中心化联合优化设计,各个子网络需要通过回程链路将信道状态信息(Channel State Information, CSI)发送给网络控制中心,网络控制中心再

通过集中式联合优化设计后,对各个子网络进行相应的资源分配^[14].这种中心化设计会显著增加网络的信令开销和计算复杂度,并且对回程链路的带宽时延也提出了很高的要求.此外,上述大多文献利用完美CSI进行系统的优化设计,然而终端的移动性、卫星和无人机自身的扰动以及反馈信道容量受限等因素导致获得的信道状态信息通常存在误差,因此基于非完美CSI的优化设计更具实际意义^[15].在这种情况下,本文针对CSAN的下行传输场景,在仅已知用户非完美CSI的条件下,提出了一种分布式鲁棒BF算法.首先,在所有信道误差均服从复高斯分布的条件下,且考虑卫星和无人机信道误差的不同,建立以总的发射功率最小化为目标,用户信干噪比中断约束满足要求的联合优化问题.其次,考虑到原优化问题属于NP-hard,通过引入松弛变量,将非凸的联合优化问题转换成两个独立的分布式优化问题,并利用舒尔补将它们转化为半正定规划(Semi-Definite Programming, SDP)问题.更进一步,提出一种基于拉格朗日对偶和梯度下降法的算法,求解得到卫星和无人机网络的BF权矢量.与文献[9-12]相比,本文所提算法考虑了信道CSI存在误差这一实际情况,并且通过分布式优化设计,能有效降低系统的信令开销和计算复杂度,所以更具普适性和实际应用价值.

本文的符号说明如下:大写粗体字母表示矩阵,小写粗体字母表示矢量. $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别代表矩阵的转置和共轭转置, $E(\cdot)$ 表示数学期望运算, $\text{Tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹, $\text{Rank}(\cdot)$ 表示矩阵的秩, $\|\cdot\|_2$ 表示矩阵2范数, $\text{vec}(\cdot)$ 表示将矩阵向量化, $\text{Pr}(\cdot)$ 表示概率运算, $\text{diag}(\cdot)$ 表示构造一个除主对角线以外元素均为0的对角矩阵, $\mathbf{X} \succeq 0$ 表示矩阵 \mathbf{X} 是半正定矩阵, $\mathbb{R}^{m \times n}$ 和 $\mathbb{C}^{m \times n}$ 分别表示维度为 $m \times n$ 的实数矩阵和复数矩阵, $[\cdot]_{mn}$ 表示矩阵的第 (m, n) 个元素, $N(\mu, \sigma^2)$ 和 $\text{CN}(\mu, \sigma^2)$ 分别表示均值为 μ ,方差为 σ^2 的高斯随机分布和复高斯随机分布, $U \sim N(0, 1)$ 表示标准正态分布, $\mathbf{A} \odot \mathbf{B}$ 表示矩阵 \mathbf{A} 和矩阵 \mathbf{B} 的Hadamard积, \mathbf{I} 表示单位矩阵, $[x]^+ = \max\{x, 0\}$.

2 系统模型

本文研究CSAN下行链路无线传输中的BF方法.如图1所示,在主网络中,地球静止轨道卫星(Geosynchronous Earth Orbit, GEO)采用多播传输技术向 L 个PU提供通信服务;在次级网络中,无人机采用单播传输技术跟地面 K 个SU进行通信.为了提高系统的性能,卫星配置由 N_s 个馈源组成的反射面天线,而无人机配备具有 N_u 个天线的均匀平面阵列(Uniform Planar Array, UPA),在平台面积受限的情况下获得较高的阵列增益.由于作为主网络的卫星系统与作为次级网络的

无人机系统共享频谱资源, PU 受到来自无人机的干扰, 而 GEO 卫星离地面很远, 且 SU 的增益较低, 因此卫星对它们的干扰通常忽略不计^[16]. 下面先介绍卫星和无人机链路的信道模型, 然后描述信号流程和系统模型.

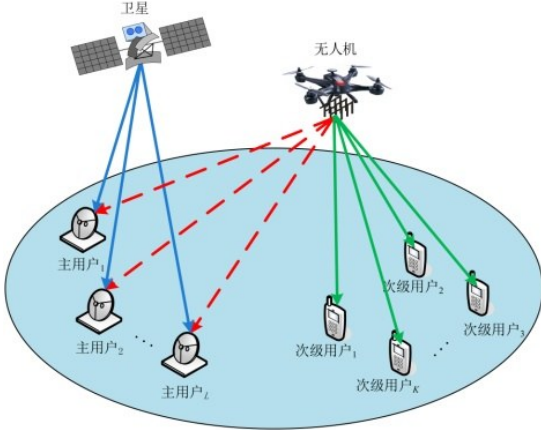


图1 星空认知网络系统模型

考虑路径损耗、雨衰和天线增益等因素的影响, 卫星到 PU 的信道矢量 $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 可表示为^[17]

$$\mathbf{g} = \sqrt{C_{\text{gm}} G_{\text{gr}}} \odot \mathbf{r}_g^{-\frac{1}{2}} \odot \mathbf{b}_g^{\frac{1}{2}} \odot \mathbf{e}^{j\varphi_g} \quad (1)$$

其中 C_{gm} 表示自由空间损耗, 可表示为

$$C_{\text{gm}} = \left(\frac{c}{4\pi f_c \sqrt{d_g^2 + d_h^2}} \right)^2 \quad (2)$$

其中 c 为光速; f 是载频频率; d_g 是主用户到卫星覆盖区域中心距离; $d_h \approx 35786$ km 表示静止轨道卫星高度. 式(1)中的 G_{gr} 表示 PU 接收天线增益, 可以表达为

$$G_{\text{gr}}[\text{dB}] = \begin{cases} G_{\text{gmax}}, & 0^\circ < \theta_l < 1^\circ \\ 32 - 25 \log \theta_l, & 1^\circ < \theta_l < 48^\circ \\ -10, & 48^\circ < \theta_l < 180^\circ \end{cases} \quad (3)$$

其中, G_{max} 为地面用户天线的最大增益; θ_l 为第 l 个主用户相对于卫星的离轴角. 式(1)中的 $\mathbf{r}_g = [r_1, r_2, \dots, r_{N_g}]^T$ 表示雨衰系数, 其向量元素转的 dB 形式 $r_n^{\text{dB}} = 20 \log_{10}(r_n)$ 服从对数正态随机分布 $\ln(r_n^{\text{dB}}) \sim \text{CN}(\mu_g, \sigma_{\text{gr}}^2)$, $1 \leq n \leq N_g$, μ_g 和 σ_{gr} 取决于卫星的通信频率、用户的位置和极化方式^[3]. 式(1)中的 $\mathbf{b}_g = [b_1, b_2, \dots, b_{N_g}]^T$ 表示波束的增益, 通常可以表示为

$$b_n = b_{\text{max}} \left(\frac{J_1(u_n)}{2u_n} + 36 \frac{J_3(u_n)}{u_n^3} \right)^2 \quad (4)$$

其中, b_{max} 表示卫星天线的最大增益; $J_1(\cdot)$ 和 $J_3(\cdot)$ 分别是 1 阶和 3 阶的第一类贝塞尔函数; 并且 $u_n = 2.07123 \sin \phi_n / \sin \phi_{3\text{dB}}$; ϕ_n 表示主用户相对于第 n 个波束的偏轴角; $\phi_{3\text{dB}}$ 为单侧半功率波束宽度. $\boldsymbol{\varphi}_g = [\varphi_{g1}, \varphi_{g2}, \dots, \varphi_{gN_g}]$ 中的各元素为 $\varphi_{gi} = e^{-j \frac{2\pi f_c}{c} d_{gi}}$, 其中 c 为光速, f_c 是载频频率, d_{gi} 为地面用户到卫星各天线的距离.

跟现有很多研究不同的是, 考虑到 UPA 能够以比较紧凑的结构获得较高的阵列增益, 本文假设无人机配置 UPA, x 轴和 y 轴天线单元数分别为 N_x 和 N_y , 它们间的距离分别为 d_1 和 d_2 . 由于无人机通信存在较强的视距传输信号, 因此无人机发送信号到用户的下行链路信道矩阵 $\mathbf{H}_u \in \mathbb{C}^{N_u \times N_u}$ 可以表示为^[18]

$$\mathbf{H}_u = \sqrt{b_u(\theta_{u0}, \varphi_{u0})} \rho_{u0} \mathbf{A}(\theta_{u0}, \varphi_{u0}) + \sqrt{\frac{1}{N_{\text{un}}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{un}}} \sqrt{b(\theta_{ui}, \varphi_{ui})} \rho_{ui} \mathbf{A}(\theta_{ui}, \varphi_{ui}) \quad (5)$$

其中 $b_u(\theta_u, \varphi_u)$ ($i = 0, 1, \dots, N_{\text{un}}$) 为天线阵列增益, N_{un} 表示非视距传输路径的数量. 天线阵列增益 $\hat{b}_u(\theta_u, \varphi_u) = 10 \log_{10}(b_u(\theta_u, \varphi_u))$ 可以表示为

$$\hat{b}_u(\theta_u, \varphi_u) = b_{\text{umax}} - \min \left\{ b_{\text{ux}}(\theta_u, \varphi_u) + b_{\text{uy}}(\theta_u, \varphi_u), \text{SLL} \right\} \quad (6)$$

其中 b_{umax} 为最大阵列增益; $b_{\text{ux}}(\theta_u, \varphi_u)$ 和 $b_{\text{uy}}(\theta_u, \varphi_u)$ 为 x 轴和 y 轴的阵列增益, 可分别表示为

$$b_{\text{ux}}(\theta_u, \varphi_u) = \min \left\{ 12 \left(\frac{\arctan(\cot \theta_u / \cos \varphi_u)}{\varphi_{\text{ux}}^{3\text{dB}}} \right)^2, \text{SLL} \right\} \quad (7)$$

$$b_{\text{uy}}(\theta_u, \varphi_u) = \min \left\{ 12 \left(\frac{\arctan(\tan \theta_u \sin \varphi_u)}{\varphi_{\text{uy}}^{3\text{dB}}} \right)^2, \text{SLL} \right\}$$

其中, $\varphi_{\text{ux}}^{3\text{dB}}$ 和 $\varphi_{\text{uy}}^{3\text{dB}}$ 分别为 x 轴和 y 轴的半功率波束宽度; SLL 是旁瓣增益. 式(5)中 ρ_{u0} 和 ρ_{ui} ($i = 1, 2, \dots, N_{\text{un}}$) 分别表示为视距 (Line of Sight, LoS) 传输路径和第 i 条非视距 (Non-LoS, NLoS) 传输路径的路径损耗, 由于视距分量占主导地位, $|\rho_{ui}|^2$ 的值通常要比 $|\rho_{u0}|^2$ 小 5~10 dB, 式(5)中, $\mathbf{A}_u(\theta_{ui}, \varphi_{ui})$ ($i = 0, 1, \dots, N_{\text{un}}$) 为阵列导向矩阵, 其中 θ_{ui} 和 φ_{ui} 分别表示用户第 i 条路径对应的俯仰角和方位角, $\mathbf{A}_u(\theta_{ui}, \varphi_{ui})$ 可以表示为

$$\mathbf{A}(\theta_u, \varphi_u) = \mathbf{a}_x(\theta_u, \varphi_u) \mathbf{a}_y^H(\theta_u, \varphi_u) \quad (8)$$

其中, $\mathbf{a}_x(\theta_u, \varphi_u)$ 和 $\mathbf{a}_y(\theta_u, \varphi_u)$ 分别为平面阵 x 和 y 轴方向的导向矢量, 可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_x(\theta_u, \varphi_u) &= \left[e^{-j\beta((N_1-1)/2)d_1 \sin \theta_u \cos \varphi_u}, \dots, e^{+j\beta((N_1-1)/2)d_1 \sin \theta_u \cos \varphi_u} \right]^T \\ \mathbf{a}_y(\theta_u, \varphi_u) &= \left[e^{-j\beta((N_2-1)/2)d_2 \sin \theta_u \sin \varphi_u}, \dots, e^{+j\beta((N_2-1)/2)d_2 \sin \theta_u \sin \varphi_u} \right]^T \end{aligned} \quad (9)$$

为了简化计算,将三维信道矩阵转化为信道矢量,则无人机到次级用户的信道矢量可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= \sqrt{G_{ur}(\hat{\theta}_u)} \text{vce}(\mathbf{H}_u) \\ &= \sqrt{G_{ur}(\hat{\theta}_{u0})} b_u(\theta_{u0}, \varphi_{u0}) \rho_{u0} \mathbf{a}_x(\theta_{u0}, \varphi_{u0}) \otimes \mathbf{a}_y(\theta_{u0}, \varphi_{u0}) \\ &\quad + \sqrt{\frac{1}{N_{ur}} \sum_{i=1}^{N_{ur}} G_{ur}(\hat{\theta}_{ui})} b_u(\theta_{ui}, \varphi_{ui}) \rho_{ui} \mathbf{a}_x(\theta_{ui}, \varphi_{ui}) \\ &\quad \otimes \mathbf{a}_y(\theta_{ui}, \varphi_{ui}) \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $G_{ur}(\hat{\theta}_u)$ 为次级用户的接收天线增益, $\hat{\theta}_u$ 为偏轴角, 则 $G_{ur}(\hat{\theta}_u)$ 可以表示为

$$G_{ur}(\hat{\theta}_u) = \begin{cases} G_{um} 10^{-\frac{3}{10} \left(\frac{2\hat{\theta}_u}{w_u} \right)^2}, & |\hat{\theta}_u| \leq \frac{\theta_{um}}{2} \\ G_{us}, & \frac{\theta_{um}}{2} \leq |\hat{\theta}_u| \leq \pi \end{cases} \quad (11)$$

其中, w_u 和 θ_{um} 分别表示为半功率波束宽度和主瓣的波束宽度, G_{um} 和 G_{us} 分别表示为主瓣增益和旁瓣的最大平均增益.

假设卫星发送的多播信号为 $s(t)$, 且满足 $E[|s(t)|^2] = 1$, 经过发送 BF 权矢量 $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 处理后发送给 L 个 PU. 与此同时, 无人机发送给第 k 个 SU 的单播信号为 $x_k(t)$, 且满足 $E[|x_k(t)|^2] = 1, k \in \{1, 2, \dots, K\}$, 经过发送 BF 权矢量 $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ 处理后发送给地面第 k 个 SU 因此, 第 l 个 PU 和第 k 个 SU 接收到的信号可以分别表示为

$$y_{p,l}(t) = \mathbf{g}_l^H \mathbf{v} s(t) + \mathbf{h}_{p,l}^H \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k x_k(t) + n_{p,l}(t), \quad \forall l \quad (12)$$

$$y_{s,k}(t) = \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k x_k(t) + \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i x_i(t) + n_{s,k}(t), \quad \forall k \quad (13)$$

其中, $\mathbf{g}_l, \mathbf{h}_{p,l}$ 和 \mathbf{h}_k 分别表示卫星到第 l 个 PU、无人机到第 l 个 PU 和无人机到第 k 个 SU 的信道矢量, $n_{p,l}(t)$ 和 $n_{s,k}(t)$ 分别为均值为 0 方差为 σ_p^2 和 σ_s^2 的加性高斯白噪声. 当系统已知所有的信道统计信息时, 第 l 个 PU 和第 k 个 SU 的输出信干噪比可以表示为^[15]

$$\text{SINR}_{p,l} = \frac{\mathbf{v}^H E(\mathbf{g}_l \mathbf{g}_l^H) \mathbf{v}}{\sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k^H E(\mathbf{h}_{p,l} \mathbf{h}_{p,l}^H) \mathbf{w}_k + \sigma_p^2} \triangleq \frac{\mathbf{v}^H \mathbf{G}_l \mathbf{v}}{\sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{p,l} \mathbf{w}_k + \sigma_p^2}, \quad \forall l \quad (14)$$

$$\text{SINR}_{s,k} = \frac{\mathbf{w}_k^H E(\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) \mathbf{w}_k}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{w}_i^H E(\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) \mathbf{w}_i + \sigma_s^2} \triangleq \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{w}_i^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i + \sigma_s^2}, \quad \forall k \quad (15)$$

其中, $\mathbf{G}_l = E(\mathbf{g}_l \mathbf{g}_l^H) \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}, \mathbf{H}_{p,l} = E(\mathbf{h}_{p,l} \mathbf{h}_{p,l}^H) \in \mathbb{C}^{N_u \times N_u}, \mathbf{H}_k = E(\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) \in \mathbb{C}^{N_u \times N_u}$ 分别表示卫星到第 l 个 PU、无人机到第 l 个 PU 和无人机到第 k 个 SU 的信道协方差矩阵.

基于上述信道和信号模型, 接下来将介绍本文提出的分布式鲁棒 BF 算法, 实现两个网络的频谱共享, 以提升系统的频谱效率和传输可靠性.

3 分布式鲁棒波束成形算法

虽然目前有一些文献, 例如文献[12], 对 CSAN 中的 BF 技术进行了研究, 但它假设系统已知所有信道的完美 CSI. 但如前所述, 在实际的无线通信系统中, 由于用户终端的移动性以及卫星和无人机自身的扰动, 系统获得的信道协方差矩阵也会存在一定的误差. 与文献[15]类似, 我们将式(14)和式(15)中卫星和无人机链路的信道协方差矩阵 $\mathbf{G}_l, \mathbf{H}_{p,l}$ 和 \mathbf{H}_k 分别建模为

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_l &= \hat{\mathbf{G}}_l + \mathbf{A}_{g,l} \\ \mathbf{H}_{p,l} &= \hat{\mathbf{H}}_{p,l} + \mathbf{A}_{p,l} \\ \mathbf{H}_k &= \hat{\mathbf{H}}_k + \mathbf{A}_{h,k} \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $\hat{\mathbf{G}}_l, \hat{\mathbf{H}}_{p,l}$ 和 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 分别为估计得到的信道协方差矩阵, $\mathbf{A}_{x,y}, (x,y) \in \{(g,l), (p,l), (h,k)\}$ 表示误差矩阵, 其第 (i,j) 个元素服从均值为 0 且方差为 $\sigma_{x,y}^2$ 的复高斯分布.

卫星和无人机作为空中通信平台, 通常通过电池进行供电, 因此能量受限. 同时随着绿色通信概念的提出, 要求未来无线通信在保证用户服务质量的同时, 尽量最小化功率消耗^[10,13], 因此在 CSAN 中, 我们以卫星和无人机平台的总发射功率最小化为目标函数, 同时考虑到 CSI 存在误差, 以用户输出信干噪比的中断概率作为约束, 从而保证用户的服务质量满足要求. 这个约束条件下的优化问题在数学上可以表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{v}, \mathbf{w}_k, \forall k} & \quad \|\mathbf{v}\|^2 + \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \\ \text{s.t.} & \quad \text{C1: } \Pr(\text{SINR}_{p,l} \geq \gamma_{p,l}) \geq 1 - \rho_{p,l}, \quad \forall l, \forall \mathbf{A}_{p,l}, \forall \mathbf{A}_{g,l} \\ & \quad \text{C2: } \Pr(\text{SINR}_{s,k} \geq \gamma_{s,k}) \geq 1 - \rho_{s,k}, \quad \forall k, \forall \mathbf{A}_{h,k} \\ & \quad \text{C3: } \|\mathbf{v}\|^2 \leq P_v \\ & \quad \text{C4: } \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_w, \quad \forall k \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $\gamma_{p,l}$ 和 $\gamma_{s,k}$ 分别表示 PU 和 SU 的信干噪比阈值, $\rho_{p,l}$ 和 $\rho_{s,k}$ 分别表示 PU 和 SU 信干噪比中断的概率, P_v 和 P_w 为功率约束. 很显然, 由于概率约束的存在, 优化问题式(17)是一个非凸的联合优化问题, 求解起来非常困

难. 针对该非凸问题, 首先, 我们定义矢量 $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{L \times K}$, 其第 (l, k) 个元素 $p_{l,k}$ 为松弛变量, 表示无人机第 k 个波束对第 l 个 PU 的干扰, 则我们得到以下的约束条件:

$$p_{l,k} = \text{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,k)}) \text{vec}(\mathbf{P}) \geq \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{p,l} \mathbf{w}_k, \forall l, k, \forall \mathbf{A}_{p,l} \quad (18)$$

其中, $\mathbf{R}_{(l,k)} \in \mathbb{R}^{L \times K}$ 表示除第 (l, k) 个元素为 1 之外, 其他元素均为 0 的矩阵. 由于无线通信允许输出 SINR 存在一定

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{V}, \mathbf{W}_k, \forall k} \text{Tr}(\mathbf{V}) + \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \\ \text{s.t. C1: } & \Pr \left(\frac{\text{Tr}(\left(\hat{\mathbf{G}}_l + \mathbf{A}_{g,l}\right)\mathbf{V})}{\text{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,i)}) \text{vec}(\mathbf{P}) + \sigma_p^2} \geq \gamma_{p,l} \right) \geq 1 - \rho_{p,l}, \quad \forall l, \forall \mathbf{A}_{g,l} \\ \text{C2: } & \Pr \left(\frac{\text{Tr}(\left(\hat{\mathbf{H}}_k + \mathbf{A}_{h,k}\right)\mathbf{W}_k)}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \text{Tr}(\left(\hat{\mathbf{H}}_k + \mathbf{A}_{h,k}\right)\mathbf{W}_i) + \sigma_s^2} \geq \gamma_{s,k} \right) \geq 1 - \rho_{s,k}, \quad \forall k, \forall \mathbf{A}_{h,k} \\ \text{C3: } & \Pr \left(\text{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,k)}) \text{vec}(\mathbf{P}) \geq \text{Tr}(\left(\hat{\mathbf{H}}_{p,l} + \mathbf{A}_{p,l}\right)\mathbf{W}_k) \right) \geq 1 - \rho_{s,l,k}, \quad \forall l, k, \forall \mathbf{A}_{p,l} \\ \text{C4: } & \text{Tr}(\mathbf{V}) \leq P_v, \\ \text{C5: } & \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \leq P_w, \quad \forall k \\ \text{C6: } & \text{Rank}(\mathbf{V}) = 1, \\ \text{C7: } & \text{Rank}(\mathbf{W}_k) = 1, \quad \forall k \end{aligned} \quad (20)$$

其中, $\mathbf{R}_{(l,i)} \in \mathbb{R}^{L \times K}$ 表示除第 l 行元素为 1 之外其他行元素均为 0 的矩阵, 则有式 $\sum_{k=1}^K p_{l,k} = \text{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,i)}) \text{vec}(\mathbf{P})$. 可以看出, 通过引入约束条件式 (19), 优化问题式 (20) 可分解为卫星网络和无人机网络的两个相互独立的优化问题, 即

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{V}} \text{Tr}(\mathbf{V}) \\ \text{s.t. C1: } & \Pr \left(\text{Tr}(-\mathbf{V}\mathbf{A}_{g,l}) \leq A \right) \geq 1 - \rho_{p,l}, \quad \forall l, \forall \mathbf{A}_{g,l} \quad (21) \\ \text{C4: } & \text{Tr}(\mathbf{V}) \leq P_v \\ \text{C6: } & \text{Rank}(\mathbf{V}) = 1 \end{aligned}$$

其中, $A = \text{Tr}(\mathbf{V}\hat{\mathbf{G}}_l) - \gamma_{p,l} \left(\text{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,i)}) \text{vec}(\mathbf{P}) + \sigma_p^2 \right)$.

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{W}_k, \forall k} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \\ \text{s.t. C2: } & \Pr \left(\text{Tr}(-\mathbf{T}_k \mathbf{A}_{h,k}) \leq B \right) \geq 1 - \rho_{s,k}, \quad \forall k, \forall \mathbf{A}_{h,k} \\ \text{C3: } & \Pr \left(\text{Tr}(\mathbf{W}_k \mathbf{A}_{p,l}) \leq C \right) \geq 1 - \rho_{s,l,k}, \quad \forall l, k, \forall \mathbf{A}_{p,l} \\ \text{C5: } & \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \leq P_w, \quad \forall k \\ \text{C7: } & \text{Rank}(\mathbf{W}_k) = 1, \quad \forall k \end{aligned} \quad (22)$$

概率的中断, 因此在式 (18) 引入一定的概率可以表示为

$$\Pr \left(\text{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,k)}) \text{vec}(\mathbf{P}) \geq \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{p,l} \mathbf{w}_k \right) \geq 1 - \rho_{s,l,k}, \quad \forall l, k, \forall \mathbf{A}_{p,l} \quad (19)$$

其中, $\rho_{s,l,k}$ 为中断概率, 将式 (16) 以及干扰的概率约束式 (19) 代入优化问题式 (17) 中, 定义矩阵 $\mathbf{V} = \mathbf{v}^H \mathbf{v}$, $\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_k$, $\forall k$, 同时引入秩一约束, 经过简单的计算, 原问题可以转化为

其中, $\mathbf{T}_k = \mathbf{W}_k - \gamma_{s,k} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{W}_i$; $B = \text{Tr}(\mathbf{T}_k \hat{\mathbf{H}}_k) - \gamma_{s,k} \sigma_s^2$; $C = \text{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,k)}) \text{vec}(\mathbf{P}) - \text{Tr}(\mathbf{W}_k \hat{\mathbf{H}}_{p,l})$.

通过对子问题式 (21) 和式 (22) 并行优化求解, 可实现联合优化问题式 (17) 的分布式求解方法. 很显然, 上述子问题的难点在于秩一约束和概率约束, 因此本文首先利用半定松弛方法处理秩一约束, 再利用引理 1 将非凸概率约束转化成二阶锥约束, 然后利用舒尔补将问题转化为标准的半正定规划问题形式, 最后利用高斯随机化方法获得 BF 权矢量.

引理 1 根据文献 [19], 若存在随机复共轭对称矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times M}$, 且矩阵中的每一个元素为 $[\mathbf{A}]_{ij} \sim \text{CN}(0, \sigma_{ij}^2)$, 则对于任意的复共轭对称矩阵 $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{M \times M}$, 有

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{Q}\mathbf{A}) & \sim \mathcal{N}(0, \|\boldsymbol{\theta} \cdot \text{vec}(\mathbf{Q})\|) \\ \text{Tr}(\mathbf{Q}\mathbf{A}) & = \|\boldsymbol{\theta} \cdot \text{vec}(\mathbf{Q})\| U, \quad U \sim \mathcal{N}(0, 1) \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $\boldsymbol{\theta} = \text{diag}(\text{vec}(\boldsymbol{\Sigma}_A^H))$, 而 $\boldsymbol{\Sigma}_A$ 为每个元素是标准差 σ_{ij} 的 $M \times M$ 实矩阵.

首先, 我们利用半定松弛方法, 忽略秩一约束 C6. 然后, 根据引理 1 和高斯累计分布函数 $\Pr(U \leq u) =$

$\frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{u}{\sqrt{2}} \right) \right]$, 优化问题式 (21) 的非凸概率约束 C1

可以转化为二阶锥约束:

$$A \geq \sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2\rho_{p,l}) \left\| \Theta_g \cdot \operatorname{vec}(-V) \right\| \quad (24)$$

其中, erf 为误差函数, erf^{-1} 表示误差函数的反函数. 进一步根据文献 [20], 任意一个二阶锥约束 $\|Ax + b\| \leq e^T x + d$ 等价于线性矩阵不等式约束

$$\begin{bmatrix} (e^T x + d) I & Ax + b \\ (Ax + b)^T & e^T x + d \end{bmatrix} \succeq 0, \text{ 那么问题式 (21) 可表示为}$$

$$\min_{\mathbf{P}, \mathbf{W}_k} f(\mathbf{P}, \mathbf{W}_k) \triangleq \sum_{k=1}^K \operatorname{Tr}(\mathbf{W}_k)$$

$$\text{s.t. C2: } \begin{bmatrix} \frac{B}{\sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2\rho_{s,k})} I_{N_s^2} & \Theta_h \cdot \operatorname{vec}(-T_k) \\ (\Theta_h \cdot \operatorname{vec}^H(-T_k)) & \frac{B}{\sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2\rho_{s,k})} \end{bmatrix} \succeq 0, \forall k$$

$$\text{C3: } \begin{bmatrix} \frac{C}{\sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2\rho_{s,l,k})} I_{N_s^2} & \Theta_h \cdot \operatorname{vec}(\mathbf{W}_k) \\ (\Theta_h \cdot \operatorname{vec}^H(\mathbf{W}_k)) & \frac{C}{\sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2\rho_{s,l,k})} \end{bmatrix} \succeq 0, \forall l, k$$

$$\text{C5: } \sum_{k=1}^K \operatorname{Tr}(\mathbf{W}_k) \leq P_w, \quad \forall k$$

对于给定的矩阵 \mathbf{P} , 优化问题式 (25) 和式 (26) 为凸优化问题, 可以通过凸优化工具包 (如 CVX) 得到有效求解. 为了使引入矩阵 \mathbf{P} 的分布式优化结果等价于原优化问题式 (17) 的优化目标, 需要利用定理 1 对矩阵 \mathbf{P} 进行更新优化.

定理 1 矩阵 \mathbf{P} 可利用梯度下降法进行更新优化, 其更新的次梯度可以表示为

$$\mathbf{grad} = \mathbf{grad}_p + \mathbf{grad}_s \quad (27)$$

其中, \mathbf{grad}_p 和 \mathbf{grad}_s 分别为优化问题式 (25) 和 (26) 关于矩阵 \mathbf{P} 的次梯度, 具体证明见附录. 根据证明, 我们利用拉格朗日对偶方法, 得到 \mathbf{grad}_p 和 \mathbf{grad}_s 为

$$\mathbf{grad}_p = - \sum_{l=1}^L \left(\operatorname{Tr} \left(\frac{\alpha_l}{\sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2\rho_{g,l})} I_{N_g^2+1} \right) \operatorname{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,:)}) \right) \quad (28)$$

$$\mathbf{grad}_s = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \left(\operatorname{Tr} \left(\frac{\lambda_{l,k}}{\sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2\rho_{h,l,k})} I_{N_h^2+1} \right) \operatorname{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,k)}) \right) \quad (29)$$

其中, $\alpha_l, \lambda_{l,k}$ 为拉格朗日乘子. 根据式 (27) 求解得到 \mathbf{grad} , 并利用梯度下降法实现对矩阵 \mathbf{P} 的更新优化:

$$\min_{\mathbf{V}} f(\mathbf{P}, \mathbf{V}) \triangleq \operatorname{Tr}(\mathbf{V})$$

$$\text{s.t. C1: } \begin{bmatrix} \frac{A}{\sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2\rho_{p,l})} I_{N_g^2} & \Theta_g \cdot \operatorname{vec}(-V) \\ (\Theta_g \cdot \operatorname{vec}^H(-V)) & \frac{A}{\sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2\rho_{p,l})} \end{bmatrix} \succeq 0, \forall l$$

$$\text{C4: } \operatorname{Tr}(\mathbf{V}) \leq P_v$$

(25)

其中, $I_{N_g^2}$ 为单位矩阵. 类似地, 忽略秩一约束 C7. 优化问题式 (22) 可以转化为

$$\operatorname{vec}(\mathbf{P}^{t+1}) = \left[\operatorname{vec}(\mathbf{P}^t) - \frac{\varepsilon \cdot \mathbf{grad}^t}{\sqrt{t} \|\mathbf{grad}^t\|} \right]^+ \quad (30)$$

其中, ε 表示步长, t 表示迭代次数. 具体算法流程可总结为: 选定一个初始矩阵 \mathbf{P} , 利用半正定规划方法求解优化问题式 (25) 和式 (26), 得到发射功率; 利用拉格朗日对偶函数求解对偶变量 α_l 和 $\lambda_{l,k}$; 将对偶变量代入式 (28) 和式 (29), 求解次梯度 \mathbf{grad} , 利用式 (30) 对矩阵 \mathbf{P} 进行更新优化, 重新代入优化问题式 (25) 和式 (26) 进行求解, 直到发射功率收敛, 最后利用高斯随机化获得最优 BF 权矢量.

在传统的中心化联合优化设计中, 优化问题式 (17) 的求解是在网络控制中心进行的. 卫星和无人机网络需要将 CSI 回传至网络控制中心, 网络控制中心通过联合优化, 得到各个子网络的波束成形权矢量, 然后再通过信道链路控制卫星和无人机网络进行波束成形. 由于优化问题式 (17) 存在 \mathbf{w} 和 \mathbf{v} 的相互耦合, 网络控制中心需要采用较为复杂的处理方法进行求解, 进而导致中心式存在信令开销和计算复杂度较大的问题. 相比于中心联合优化设计, 本文所提分布式算法将优化问题式 (17) 拆分成两个子优化问题进行分布式求解. 子优化问题式 (21) 和式 (22) 的求解以及矩阵 \mathbf{P} 的

更新都是在卫星和无人机网络处进行的,无须部署一个网络控制中心,因此本文所提分布式算法不需要回传信道状态信息,具有更小的信令开销.此外,通过上述算法流程,每个子网络通过求解更加简单的子问题,以及互相交换少量的迭代信息,就可以实现对优化问题式(17)的分布式求解,具有更小的计算复杂度.

算法1 分布式鲁棒波束成形算法

输入: 迭代次数 $t=0$ 、步长 ε 、矩阵 $\mathbf{P}^0 \in \mathbb{R}^{L \times K}$ 、功率 $\eta^0 = f(\mathbf{P}^0, \mathbf{V}) + f(\mathbf{P}^0, \mathbf{W}_k)$ 、计算精度 $\varepsilon = 1.0 \times 10^{-6}$;

输出: 利用高斯随机化方法输出 BF 权矢量;

DO

1. 迭代次数+1;
 2. 根据拉格朗日对偶求解对偶问题,将对偶变量代入式(20)和式(21)求解次梯度;
 3. 根据式(19)获得 \mathbf{P} 的次梯度 \mathbf{grad} ;
 4. 根据式(22)更新矩阵 \mathbf{P} ;
 5. 将矩阵 \mathbf{P} 代入式(17)和式(18)进行求解,得 $\eta^i = f(\mathbf{P}, \mathbf{V}) + f(\mathbf{P}, \mathbf{W}_k)$;
- WHILE: $|\eta^i - \eta^{i-1}| \geq \varepsilon$

下面对计算复杂度进行分析.对于本文所提的分布式鲁棒 BF 算法,每次迭代优化,首先卫星网络和无人机网络交换 \mathbf{grad}_p 和 \mathbf{grad}_s 得到 \mathbf{grad} ,然后分别对 \mathbf{P} 进行更新,因此传输迭代信息的信令开销为 $O(2 \times T \times L \times K)$, T 为迭代次数,而每次迭代的计算复杂度为 $O_1 + O_2$,它们分别由下面的公式计算得到:

$$O_1 = \sqrt{L(N_g + 1)} \cdot n_1 \cdot \left[L(N_g + 1)^2 (N_g + n_1 + 1) + n_1^2 \right],$$

$$n_1 = O(N_g^2) \quad (31)$$

$$O_2 = \sqrt{(K + LK)(N_u + 1)} \cdot n_2 \cdot \left[K(L + 1)(N_u + 1)^2 (N_u + n_2 + 1) + n_2^2 \right],$$

$$n_2 = O(KN_u^2)$$

如果采用的联合优化算法,网络控制中心需要获得全部的 CSI 并返回相应的 BF 矢量,因此信令开销为 $O(LN_g + (K + L)N_u + N_g + KN_u)$,每次迭代的计算复杂度为 O_3 ,即

$$O_3 = \sqrt{2L(N_g + 1) + 2K(N_u + 1)} \cdot n_3 \cdot \left[2L(N_g + 1)^2 (N_g + n_3 + 1) + 2K(N_u + 1)^2 (N_u + n_3 + 1) + n_3^2 \right],$$

$$n_3 = O(N_g^2 + KN_u^2)$$

可以看出,本文所提算法不仅对信道 CSI 误差具有

鲁棒性,而且能够有效降低系统的信令开销和计算复杂度,更具有实际应用价值.

4 计算机仿真与验证

本节通过计算机仿真来验证所提算法的有效性和优越性.假设卫星系统服务 $L=3$ 个 PU,无人机系统服务 $K=4$ 个 SU,并且 PU 在坐标系下的位置分别为 $(-70 \text{ m}, -5 \text{ m}), (-110 \text{ m}, -20 \text{ m}), (-70 \text{ m}, -60 \text{ m})$, SU 在标系下的位置分别为: $(5 \text{ m}, 50 \text{ m}), (60 \text{ m}, 50 \text{ m}), (50 \text{ m}, -10 \text{ m}), (10 \text{ m}, -10 \text{ m})$. 卫星和无人机链路的信道估计误差分别服从均值为 $\mu_g=0, \mu_u=0$, 标准差为 $\sigma_g=0.15, \sigma_u=0.05$ 的复高斯分布,信干噪比阈值为 $\gamma_{p,l}=3 \text{ dB}, \gamma_{s,k}=3 \text{ dB}$, 中断概率 $\rho=0.05$. 其他仿真参数如表 1 所示^[3,18]. 此外,本文选择文献[21]的迫零方案(Zero Forcing, ZF)、非鲁棒方案以及阈值方案作为对比,以验证本文所提算法的优越性.其中 ZF 方案是利用干扰用户的信道矢量构建零空间矩阵,求得归一化 BF 权矢量,并对功率进行迭代优化;非鲁棒方案是在求解权矢量时没有考虑实际场景中的信道误差.阈值方案是将卫星对无人机网络的干扰设置为定值求解优化问题,获得权矢量,即为本文所提算法的初始解.

表1 系统仿真参数

卫星参数	数值	无人机参数	数值
轨道	GEO	高度 h_u	200 m
高度 h_g	35 790 km	天线数 N_u	4 × 4
卫星馈源数 N_g	7	3 dB 角度 $\phi_{ax}^{3dB}, \phi_{ay}^{3dB}$	60°, 10°
载频 f	20 GHz	旁瓣电平 SLL	20 dB
3 dB 角度 ϕ_g^{3dB}	0.8°	非直达径数目 N_{un}	5
天线增益 b_g^{\max}	52 dBi	带宽 B	50 MHz
雨衰系数 μ, σ_r	-3.125, 1.591	噪声温度 T	300 K

为了验证本文所提算法的正确性,图 2(a)和图 2(b)给出了无人机 BF 权矢量 \mathbf{w}_1 的 3D 方向图和俯视图.可以看出,方向图的主瓣对准 SU₁,同时其他 SU 和 PU 都位于方向图的零点处,并且零陷深度达到了 -50 dB,验证了本文所提算法在增强目标用户通信质量的同时,通过方向图的零点来抑制其他用户的干扰,从而可以实现两个网络的频谱共享.

为了验证本文所提算法的鲁棒性,图 3 给出了 10^5 次信道随机后,不同方案下无人机次级网络用户的实际可达速率的频率分布图.可以看出,当阈值为 2 bit/s/Hz 时,本文所提算法的用户绝大部分都满足阈值条件,而采用非鲁棒算法情况下有超过一半的用户不满足阈值条件,无法实现可靠通信.可见,本文所提算法可以更好地适应实际的随机误差信道,具有较好的鲁棒性.

为了验证本文所提分布式 BF 算法迭代的收敛性,

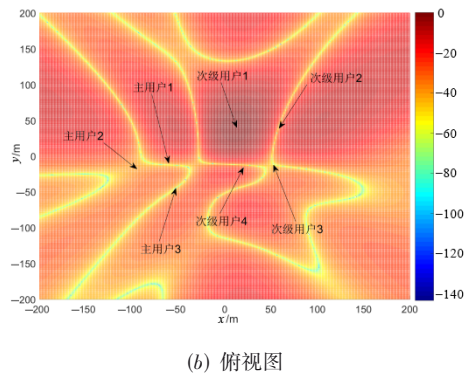
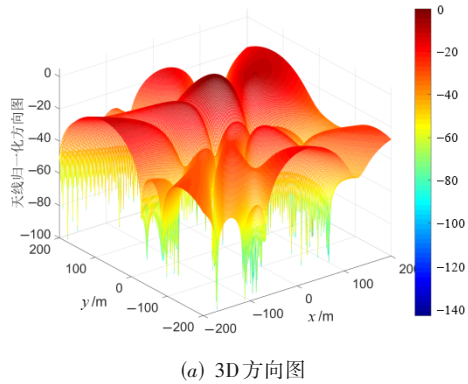


图2 无人机BF权矢量 w_1 的3D方向图和俯视图

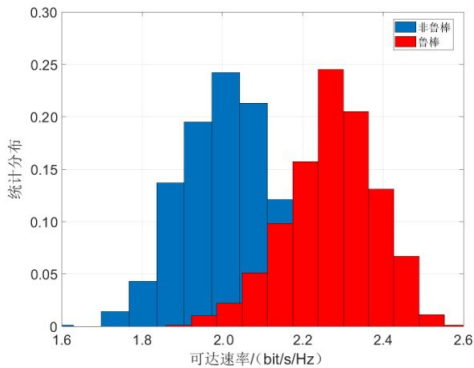


图3 无人机网络可达速率分布直方图

图4给出了无人机分别配备 3×3 和 4×4 天线数时, 发射功率与算法迭代次数的关系图. 由图可知, 两种情况下, 本文所提算法的总发射功率均可以收敛, 这说明本文所提算法具有较好的收敛性. 在迭代的过程中, 卫星网络的发射功率不断减小, 而无人机网络需要增加一定的发射功率实现对PU更强的干扰抑制, 当无人机配备 4×4 天线阵时, 由于具有更高的天线阵列增益, 所需的发射功率更少, 但天线数的增多也导致其收敛速度变慢.

为了验证本文所提算法的优越性, 图5描绘了不同

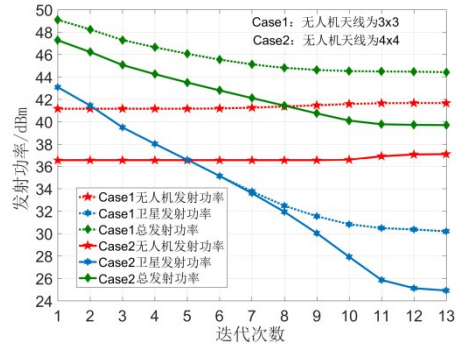


图4 不同平面阵天线发射功率迭代收敛图

方案下信干噪比阈值与总发射功率以及实际可达速率的关系图. 在相同信干噪比的条件下, 本文所提算法的总发射功率比非鲁棒方案大, 而可达速率远远大于非鲁棒算法, 这说明本文所提算法在牺牲功率的同时, 可以实现系统鲁棒性, 获得更好的系统性能. 此外, 相比于ZF方案和阈值方案, 本文所提算法在相同的信干噪比条件下有更小的发射功率, 可实现更大的可达速率, 并且阈值方案为迭代初始值, 随着信干噪比的增加, 本文所提算法的总发射功率也不会超过阈值方案, 这证明了本文所提算法的优越性.

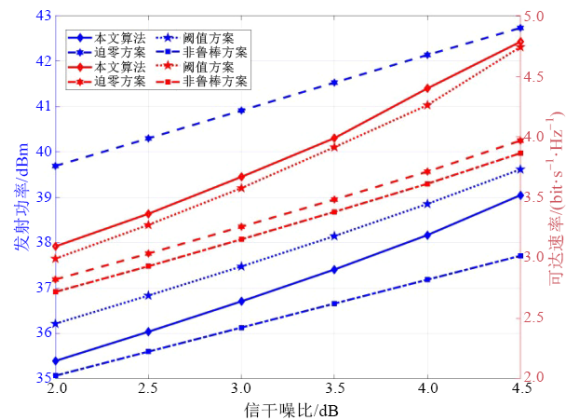


图5 信干噪比与发射功率和可达速率关系图

为了进一步验证本文所提算法的优越性, 图6给出了不同方案下无人机网络信道误差标准差与总发射功率以及实际可达速率的关系图. 由图可知, 本文所提算法的总发射功率与信道误差标准差成正比, 这是因为随着信道误差标准差增大, 更差信道状态条件需要更多的功率, 相同的信道条件下本文所提算法比阈值方案所需的总发射功率小. 此外, 由于非鲁棒方案和迫零方案不具备鲁棒性, 它们的总发射功率不随信道误差标准差变化, 但它们实际的用户可达速率远小于本文所提算法, 从而无法有效保证用户的可靠通信, 这说明本文所提算法更具实际应用价值.

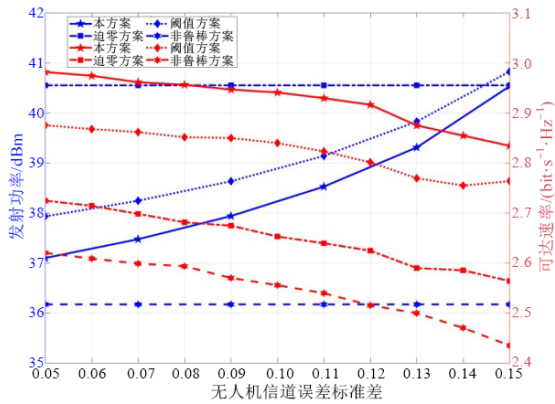
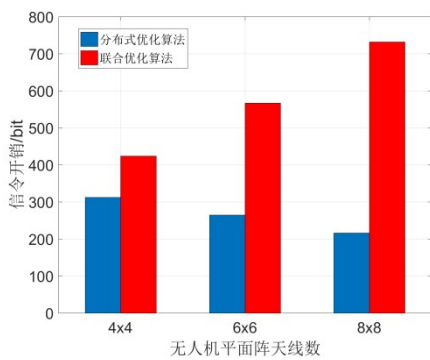
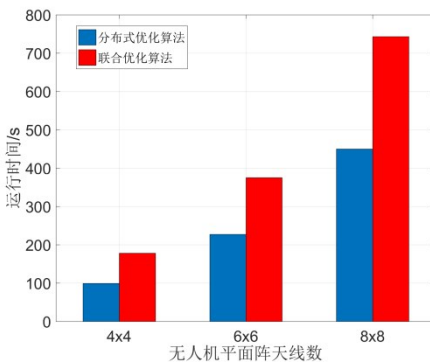


图6 无人机信道误差标准差与发射功率和可达速率关系图

为了分析分布式优化算法与联合优化算法的性能差异,图7给出了两种算法在不同天线数下的信令开销和运行时间对比图.如图7(a)所示,在不同的天线数条件下,本文所提算法的信令开销都小于联合优化算法.这是因为随着天线数的增加,相控阵的增益越大,分布式算法的收敛范围越小,更容易迭代到收敛状态,因此分布式优化的信令开销随天线数的增加相应减小;而联合优化算法的信令开销与天线数所决定的信道矩阵维度成正相关,随着天线数增大,信道矩阵的



(a) 信令开销对比图



(b) 运行时间对比图

图7 不同天线数下分布式优化与联合优化信令开销和运行时间对比图

维度显著增大,导致联合优化算法的信令开销快速增加.如图7(b)所示,在运行时间方面,本文所提算法的运行时间也优于联合优化算法,这是因为该算法将联合问题拆分成具有更小约束尺寸的并行子问题,通过并行运算降低计算时间,因此可见本文所提算法的优越性.

5 总结

针对星空认知网络中的下行链路传输问题,在已知用户非完美CSI的条件下,本文提出了一种分布式鲁棒BF算法.首先,在假设所有信道误差均服从复高斯分布的条件下,建立以总的发射功率最小化为目标函数,以用户信干噪比中断概率满足要求为约束的联合优化问题.由于该问题是非凸的,且在数学上难以求解,通过引入松弛变量,将原问题转换成两个独立的子问题,并进一步在利用舒尔补解决优化问题的非凸性基础上,通过拉格朗日对偶和迭代算法得到卫星和无人机的BF权矢量.最后,计算机仿真验证了本文所提算法的有效性和优越性.

附录

定理1证明

证明 矩阵 \mathbf{P} 的引入使得原来的联合优化问题式(17)变成了式(25)和式(26)两个子问题,且两个子问题均为矩阵 \mathbf{P} 的函数,即 $f(\mathbf{P}, \mathbf{V}) \triangleq \text{Tr}(\mathbf{V})$, $f(\mathbf{P}, \mathbf{W}_k) \triangleq \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k)$, 因此总发射功率 $f(\mathbf{P}, \mathbf{V}, \mathbf{W}_k) \triangleq \text{Tr}(\mathbf{V}) + \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k)$ 也跟矩阵 \mathbf{P} 有关.为了得到最小总发射功率,需要更新矩阵 \mathbf{P} .本文利用拉格朗日函数和其对偶函数的线性性质证明,当 \mathbf{V} 和 \mathbf{W}_k 给定时, $f(\mathbf{P}, \mathbf{V}, \mathbf{W}_k)$ 是关于 \mathbf{P} 的凸函数,可利用梯度下降法实现对矩阵 \mathbf{P} 的更新,并求出 $f(\mathbf{P}, \mathbf{V}, \mathbf{W}_k)$ 次梯度.

首先,根据拉格朗日函数构造方法,建立式(25)的无约束拉格朗日函数:

$$L_p = \text{Tr}(\mathbf{V}) - \sum_{l=1}^L \text{Tr}(a_l \mathbf{D}_l) - a_p D_p \quad (\text{A1})$$

其中,

$$\mathbf{C1}: \mathbf{D}_l = \begin{bmatrix} \frac{A}{\sqrt{2} \text{erf}^{-1}(1-2\rho_{p,l})} \mathbf{I}_{N_s^2} & \boldsymbol{\Theta}_g \cdot \text{vec}(-\mathbf{V}) \\ (\boldsymbol{\Theta}_g \cdot \text{vec}^H(-\mathbf{V})) & \frac{A}{\sqrt{2} \text{erf}^{-1}(1-2\rho_{p,l})} \end{bmatrix} \succeq 0, \forall l$$

$$\mathbf{C4}: D_p = P_v - \text{Tr}(\mathbf{V}) \geq 0$$

(A2)

其中, $\alpha_l \geq 0, \forall l$ 为拉格朗日乘子. 根据拉格朗日函数性质建立式(25)的拉格朗日对偶函数:

$$\begin{aligned} d_p &= \inf_{V \geq 0} L_p \\ &= \Psi_p(\alpha_l) \\ &\quad - \sum_{l=1}^L \left(\text{Tr} \left(\frac{\alpha_l}{\sqrt{2} \text{erf}^{-1}(1-2\rho_{p,l})} \mathbf{I}_{N_s^2+1} \right) \text{vec}(\mathbf{R}_{(l,:)}^T) \right) \text{vec}(\mathbf{P}) \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

$$\Psi_p(\alpha_l) = \inf_{V \geq 0} \text{Tr}(V) + \sum_{l=1}^L \text{Tr}(\alpha_l \mathbf{D}'_l) - \alpha_p D_p \quad (\text{A4})$$

$$\mathbf{D}'_l = \begin{bmatrix} \frac{\text{Tr}(V \hat{\mathbf{G}}_l) - \gamma_{p,l} \sigma_p^2}{\sqrt{2} \text{erf}^{-1}(1-2\rho_{p,l})} \mathbf{I}_{N_s^2} & \boldsymbol{\Theta}_g \cdot \text{vec}(-V) \\ (\boldsymbol{\Theta}_g \cdot \text{vec}^H(-V)) & \frac{\text{Tr}(V \hat{\mathbf{G}}_l) - \gamma_{p,l} \sigma_p^2}{\sqrt{2} \text{erf}^{-1}(1-2\rho_{p,l})} \end{bmatrix} \quad (\text{A5})$$

可以看出, 对偶函数 d_p 是关于 \mathbf{P} 的函数. 根据 Slater's 定理, 得出式(A3)与式(25)为强对偶问题, 则有如下等式关系:

$$f(\mathbf{P}, V^*) = f_p^*(\mathbf{P}) = d_p^*(\mathbf{P}) = \mathbf{grad}_p^T \cdot \text{vec}(\mathbf{P}) + \Psi_p(\alpha_l) \quad (\text{A6})$$

其中,

$$\mathbf{grad}_s = - \sum_{l=1}^L \left(\text{Tr} \left(\frac{\alpha_l}{\sqrt{2} \text{erf}^{-1}(1-2\rho_{p,l})} \mathbf{I}_{N_s^2+1} \right) \text{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,:)}^T) \right),$$

拉格朗日乘子 $\alpha_l, \forall l$ 由优化问题 $\max_{\alpha_l \geq 0, \forall l} d_p$ 求得. 由式(A6)可知问题 d_p 是关于 \mathbf{P} 的线性函数, 因此问题 d_p 是关于 \mathbf{P} 的凸函数, 又由强对偶性质可知 $f(\mathbf{P}, V^*)$ 也是关于 \mathbf{P} 的凸函数.

对于任意 $\hat{\mathbf{P}}$, 有

$$d_p^*(\hat{\mathbf{P}}) \geq d_p^*(\mathbf{P}) + \mathbf{grad}_p^T (\text{vec}(\hat{\mathbf{P}}) - \text{vec}(\mathbf{P})) \quad (\text{A7})$$

因此证明 $f(\mathbf{P}, V^*)$ 次梯度为 \mathbf{grad}_p . 同理可得, $f(\mathbf{P}, \mathbf{W}_k^*)$ 也是关于 \mathbf{P} 的凸函数, 其次梯度为 $\mathbf{grad}_s =$

$$\sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \left(\text{Tr} \left(\frac{\lambda_{l,k}}{\sqrt{2} \text{erf}^{-1}(1-2\rho_{h,l,k})} \mathbf{I}_{N_s^2+1} \right) \text{vec}^T(\mathbf{R}_{(l,k)}) \right).$$

由于 $f(\mathbf{P}, V, \mathbf{W}_k) = f(\mathbf{P}, V) + f(\mathbf{P}, \mathbf{W}_k)$, 且 $f(\mathbf{P}, V^*)$ 和 $f(\mathbf{P}, \mathbf{W}_k^*)$ 都是关于 \mathbf{P} 的凸函数, 则根据凸包性质, $f(\mathbf{P}, V^*, \mathbf{W}_k^*)$ 也是关于 \mathbf{P} 的凸函数, 因此可以利用梯度下降法更新迭代获得全局最优解, 其次梯度为

$$\mathbf{grad} = \mathbf{grad}_p + \mathbf{grad}_s \quad (\text{A8})$$

证毕.

参考文献

- [1] WANG Z Q, DU Y, WEI K J, et al. Vision, application scenarios, and key technology trends for 6G mobile communications[J]. Science china (Information Sciences), 2022, 65(5): 5-31.
- [2] 吴晓文, 焦侦丰, 凌翔, 等. 面向 6G 的卫星通信网络架构展望[J]. 电信科学, 2021, 37(7): 1-14.
WU X W, JIAO Z F, LING X, et al. Outlook on satellite communications network architecture for 6G[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(7): 1-14. (in Chinese)
- [3] 林敏, 张健, 林志, 等. 多播传输模式下的卫星通信安全波束成形算法[J]. 电子学报, 2022, 50(1): 98-105.
LIN M, ZHANG J, LIN Z, et al. Secure beamforming algorithm for satellite communication in multicast transmission mode[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(1): 98-105. (in Chinese)
- [4] NA D H, PARK K H, KO Y C, et al. Beamforming and band allocation for satellite and high-altitude platforms cognitive systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(11): 2330-2334.
- [5] ZHENG B, LIN S AND ZHANG R. Intelligent reflecting surface-aided LEO satellite communication: cooperative passive beamforming and distributed channel estimation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(10): 3057-3070.
- [6] 陈新颖, 盛敏, 李博, 等. 面向 6G 的无人机通信综述[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(3): 781-789.
CHEN X Y, SHENG M, LI B, et al. Survey on unmanned aerial vehicle communications for 6G[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(3): 781-789. (in Chinese)
- [7] KONG H C, LIN M, ZHANG J, et al. Ergodic sum rate for uplink NOMA transmission in satellite-aerial-ground integrated networks[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2022, 35(9): 58-70.
- [8] 贾敏, 敬晓晔, 刘晓峰, 等. 基于业务优先级的认知卫星网络频谱分配方法[J]. 通信学报, 2019, 40(4): 140-148.
JIA M, JING X Y, LIU X F, et al. Spectrum allocation method for cognitive satellite network based on service priorities [J]. Journal on Communications, 2019, 40(4): 140-148. (in Chinese)
- [9] WANG Q M, ZHANG H, WANG J B, et al. Joint beamforming for integrated mmwave satellite-terrestrial self-backhauled networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(9): 9103-9117.
- [10] LIN M, LIN Z, ZHU W P, et al. Joint beamforming for

- secure communication in cognitive satellite terrestrial networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(5): 1017-1029.
- [11] ZHU X M, JIANG C X, KUANG L L, et al. Non-Orthogonal multiple access based integrated terrestrial-satellite networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(10): 2253-2267.
- [12] LIN Z, LIN M, WANG J B, et al. Supporting IoT with rate-splitting multiple access in satellite and aerial-integrated networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 8(14): 11123-11134.
- [13] LIN Z, LIN M, HUANG Y M, et al. Robust multi-objective beamforming for integrated satellite and high altitude platform network with imperfect channel state information[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(24): 6384-6396.
- [14] TERVO O, PENNANEN H, CHRISTOPOULOS D, et al. Distributed optimization for coordinated beamforming in multicell multigroup multicast systems: power minimization and SINR balancing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(1): 171-185.
- [15] ZHANG X R, NAKHAI M R. Robust chance-constrained distributed beamforming for multicell interference networks[C]// 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE, 2016: 1-6.
- [16] HÖYHTYÄ M, KYRÖLÄINEN J, HULKKONEN A, et al. Application of cognitive radio techniques to satellite communication[C]//2012 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks. Piscataway: IEEE, 2013: 540-551.
- [17] 顾晨伟, 林志, 林敏, 等. 卫星通信下行链路鲁棒安全波束成形设计[J]. *系统工程与电子技术*, 2021, 43(5): 1361-1370.
- GU C W, LIN Z, LIN M, et al. Robust secure beam forming design for the downlink of satellite communications[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2021, 43(5): 1361-1370. (in Chinese)
- [18] LIN Z, LIN M, HUANG Y M, et al. Robust secure beamforming for 5G cellular networks coexisting with satellite networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(4): 932-945.
- [19] NASSERI S, NAKHAI M R. Robust interference management via outage-constrained downlink beamforming in multicell networks[C]//2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE, 2014: 3470-3475.
- [20] HINDI H. A tutorial on convex optimization[C]// Proceedings of the 2004 American Control Conference. Piscataway: IEEE, 2005, 4: 3252-3265.
- [21] ZHENG G, ARAPOGLOU P D, OTTERSTEN B. Physical layer security in multibeam satellite systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(2): 852-863.

作者简介



林敏 男, 1972年出生于浙江省台州市. 现为南京邮电大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为无线通信系统、智能信号处理、天线新技术等.

E-mail: linmin@njupt.edu.cn



徐启钊 男, 1998年出生于山东淄博市. 现为南京邮电大学信号与信息处理专业硕士研究生. 主要研究方向为无线通信、智能信号处理.

E-mail: nihaoaaa1998@163.com